

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Yasuhiro KUROSAWA, et al.

GAU:

SERIAL NO: NEW APPLICATION

EXAMINER:

FILED: Herewith

FOR: PROTECTION RELAY

11045 U.S. PTO  
10/08/02  
03/01/02

REQUEST FOR PRIORITY

ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS  
WASHINGTON, D.C. 20231

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number , filed , is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Provisional Application Serial Number , filed , is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e).
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NUMBER</u>	<u>MONTH/DAY/YEAR</u>
Japan	2001-057948	March 2, 2001

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. filed
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number  
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and
- ☐ (B) Application Serial No.(s)
- ☐ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,  
MAIER & NEUSTADT, P.C.

*C. Irvin McClelland*

Marvin J. Spivak

Registration No. 24,913

C. Irvin McClelland  
Registration Number 21,124



22850

Tel. (703) 413-3000  
Fax. (703) 413-2220  
(OSMMN 10/98)

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

J1046 U.S. PTO  
10/085708  
03/01/02

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 3月 2日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-057948

出 願 人

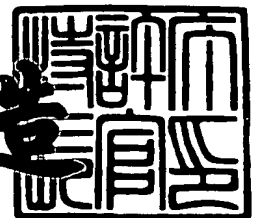
Applicant(s):

株式会社東芝

2001年 4月27日

特 許 庁 長 官  
C mmissioner,  
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3036034

【書類名】 特許願

【整理番号】 66B00X0031

【提出日】 平成13年 3月 2日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02H 3/40

【発明の名称】 保護継電装置

【請求項の数】 4

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都府中市東芝町 1 番地 株式会社東芝 府中事業所  
                                内

    【氏名】 黒沢 保広

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都府中市東芝町 1 番地 株式会社東芝 府中事業所  
                                内

    【氏名】 天羽 秀也

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都府中市東芝町 1 番地 株式会社東芝 府中事業所  
                                内

    【氏名】 高荷 英之

【特許出願人】

    【識別番号】 000003078

    【氏名又は名称】 株式会社 東芝

【代理人】

    【識別番号】 100083231

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 紋田 誠

    【電話番号】 03-3581-3211

【選任した代理人】

    【識別番号】 100100516

【弁理士】

【氏名又は名称】 三谷 恵

【電話番号】 03-3581-3211

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 016241

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 保護継電装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】 電力系統の事故点が所定の範囲に存在するか否かを判定する保護継電装置において、

電力系統の電圧  $v$ 、電流  $i$  におけるサンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  なるデジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す) に入力して、電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  を出力する第1フィルタ手段と、

前記サンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  なるデジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す) に入力して、前記電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  と直交する電圧データ  $v_{jm}$  及び電流データ  $i_{jm}$  を出力する第2フィルタ手段と、

時刻  $t_m$  における前記電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$ 、電圧データ  $v_{jm}$ 、電流データ  $i_{jm}$  及び、時刻  $t_{m-p}$  における前記電圧データ  $v_{sm-p}$ 、電流データ  $i_{sm-p}$ 、電圧データ  $v_{jm-p}$ 、電流データ  $i_{jm-p}$  から式1に基づいてリアクタンス値  $X_m$  を算出するリアクタンス値算出手段と、

該リアクタンス値算出手段で得られるリアクタンス値  $X_m$  と整定値  $X_s$  とから  $X_m \leq X_s$  の判断式に基づき動作判定を行う動作判定手段とを有することを特徴とする保護継電装置。

【数1】

$$X_m = \frac{-v_{sm} \cdot i_{sm-p} + i_{sm} \cdot v_{sm-p}}{-i_{jm} \cdot i_{sm-p} + i_{jm-p} \cdot i_{sm}} \quad \dots(1)$$

$m$ 、 $p$  はサンプリング時系列を示す。

【請求項2】 電力系統の事故点が所定の範囲に存在するか否かを判定する保護継電装置において、

電力系統の電圧  $v$ 、電流  $i$  におけるサンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  なるデジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す)

す)に入力して、電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  を出力する第1フィルタ手段と、

前記サンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  なるデジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す)に入力して、前記電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  と直交する電圧データ  $v_{jm}$  及び電流データ  $i_{jm}$  を出力する第2フィルタ手段と、

時刻  $t_m$  における前記電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$ 、電圧データ  $v_{jm}$ 、電流データ  $i_{jm}$  及び、時刻  $t_{m-p}$  における前記電圧データ  $v_{sm-p}$ 、電流データ  $i_{sm-p}$ 、電圧データ  $v_{jm-p}$ 、電流データ  $i_{jm-p}$  から式1に基づいてリアクタンス値  $X_m$  を算出するリアクタンス値算出手段と、

前記第1フィルタ手段及び第2フィルタ手段から得られる前記電圧データ  $v_{sm}$ 、 $v_{jm}$ 、 $v_{sm-p}$ 、 $v_{jm-p}$ 、及び前記電流データ  $i_{sm}$ 、 $i_{jm}$ 、 $i_{sm-p}$ 、 $i_{jm-p}$  を用いて式2に示すオーム値  $R_m$  を算出するオーム値算出手段と、

前記リアクタンス値算出手段からのリアクタンス値  $X_m$  と前記オーム値算出手段からのオーム値  $R_m$  とから式3の判定式に基づき動作判定を行う動作判定手段とを有することを特徴とする保護継電装置。

【数 2】

$$X_m = \frac{-v_{sm} \cdot i_{sm-p} + i_{sm} \cdot v_{sm-p}}{-i_{jm} \cdot i_{sm-p} + i_{jm-p} \cdot i_{sm}} \quad \dots(1)$$

m、pはサンプリング時系列を示す。

$$R_m = \frac{-i_{jm} \cdot v_{sm-p} + v_{sm} \cdot i_{jm-p}}{-i_{jm} \cdot i_{sm-p} + i_{jm-p} \cdot i_{sm}} \quad \dots(2)$$

$$(R_m - R_0) \cdot (R_m - R_F) + (X_m - X_0) \cdot (X_m - X_F) \leq 0 \quad \dots(3)$$

$R_0$ (オーム成分) : オフセットモ一近方側整定値

$X_0$ (リアクタンス成分) : オフセットモ一近方側整定値

$R_F$ (オーム成分) : オフセットモ一遠方側整定値

$X_F$ (リアクタンス成分) : オフセットモ一遠方側整定値

【請求項 3】 電力系統の事故点が所定の範囲に存在するか否かを判定する保護継電装置において、

電力系統の電圧  $v$ 、電流  $i$  におけるサンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  なるデジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す) に入力して、電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  を出力する第 1 フィルタ手段と、

前記サンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  なるデジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す) に入力して、前記電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  と直交する電圧データ  $v_{jm}$  及び電流データ  $i_{jm}$  を出力する第 2 フィルタ手段と、

前記電圧データ  $v_{sm}$  と前記電圧データ  $v_{jm}$  とが入力して、前記第 1 フィルタ手段からの出力に対して直交する電圧量  $V_{pj m}$  を抽出する極性電圧値算出手段と

前記電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$ 、電圧データ  $v_{jm}$ 、電流データ  $i_{jm}$  と時刻  $t_{m-p}$  における前記第 1 フィルタ手段から得られる電圧データ  $v_{jm-p}$ 、電流デ

ータ  $i_{jm-p}$  と整定値 ( $R_s$ 、 $X_s$ ) とから式 4 の判定式に基づき動作判定を行う動作判定手段とを有することを特徴とする保護継電装置。

【数 3】

$$v_{pjm-p} \cdot \{(R_s \cdot i_{sm} + X_s \cdot i_{jm}) - v_{sm}\} - v_{pjm} \cdot \{(R_s \cdot i_{sm-p} + X_s \cdot i_{jm-p}) - v_{sm-p}\} > K_2 \quad \cdots (4)$$

【請求項 4】 電力系統の事故点が所定の範囲に存在するか否かを判定する保護継電装置において、

電力系統の電圧  $v$ 、電流  $i$  におけるサンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  なるデジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す) に入力して、電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  を出力する第 1 フィルタ手段と、

前記サンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  なるデジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す) に入力して、前記電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  と直交する電圧データ  $v_{jm}$  及び電流データ  $i_{jm}$  を出力する第 2 フィルタ手段と、

時刻  $t_m$  に前記電流データ  $i_{sm}$  と前記電圧データ  $v_{jm}$  と整定値  $C_s$  とから  $i_{sm} - C_s \cdot v_{jm}$  で定義される電氣量を算出する充電電流補償量算出手段と、

該充電電流補償量算出手段の出力を対向電氣所に送信し、該対向電氣所における電氣量を  $B$  としたとき当該対向電氣所で  $i_{sm} - C_s \cdot v_{jm}$ 、 $B$  で定義される電氣量を受信する送受信手段と、

前記充電電流補償量算出手段と送受信手段とからの出力に基づき式 5 の判定式に基づき動作判定を行う動作判定手段とを有することを特徴とする保護継電装置。



【数 4】

$$\|(i_{sm}-Cs \cdot v_{jm}) + (i_{sm}-Cs \cdot v_{jm})B\| \geq ka \cdot \{\|i_{sm}-Cs \cdot v_{jm}\| + \|(i_{sm}-Cs \cdot v_{jm})B\|\} + kb \quad \cdots(5)$$

$\|a_m\|$ : 時刻  $t_m$  における交流電氣量  $a$  の振幅に比例する量を示す

$ka$ : 比例抑制係数

$kb$ : 最小感度電流

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、電力系統の事故で発生する事故電流の歪成分による影響を軽減した保護継電装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

一般に電力系統の監視のために保護継電装置が用いられ、かかる保護継電装置における主な技術的課題は、系統から入力される信号に含まれる系統事故時に発生する事故電流、事故電圧の高調波分の影響を軽減することである。

【0003】

特に、近年地下ケーブル送電線、調相コンデンサ等設備面で系統の充電容量分が増大してきたために、発生する高調波次数が低くなる傾向にある。

【0004】

そのため、従来から利用されてきたデジタルフィルタによる高調波成分を減衰させる方法では、所望の減衰量を確保しようとするフィルタの遅延時間を長くする必要があり、リレーの動作時間を遅らせてしまう。

【0005】

そこで、高調波が含まれていても、原理的に高調波の影響を受けない近似方式が採用されるようになってきている。

【0006】

このような方式の一例を図2を参照して説明する。図2の送電線において、事

故点Fまでの送電線インピーダンス定数が抵抗R、インダクタンスLの場合に保護継電装置の設置点Aでの電圧、電流をそれぞれ $v$ 、 $i$ とすると、送電線2の微分方程式は事故点Fでの電圧が零とすると式6で現せる。

【0007】

【数5】

$$v = R \cdot i + L \cdot (di/dt) \quad \cdots(6)$$

【0008】

この式6の微分項 ( $di/dt$ ) を近似計算することにより、高調波をフィルタにより除去しなくても検出精度を向上させることが可能になる。実際に適用されているデジタル演算の具体的な方法の一例を以下に示す。

【0009】

【数6】

$$\begin{aligned} v_m + v_{m-1} &= R \cdot (i_m + i_{m-1}) + L \cdot (i_m - i_{m-1}) \\ v_{m-1} + v_{m-2} &= R \cdot (i_{m-1} + i_{m-2}) + L \cdot (i_{m-1} - i_{m-2}) \quad \cdots(7) \end{aligned}$$

【0010】

式7からリアクタンス値 $X (= \omega_0 \cdot L)$ を算出するとインダクタンスは式8となり、 $L_m/L$  (真値) は式10及び式11の条件で式9のようになって、 $X_m/X$  (真値) の周波数特性は図3の点線曲線のようになる。

【0011】

【数7】

$$\begin{aligned} L_m = X_m / \omega_0 = \\ \frac{(v_m + v_{m-1}) \cdot (i_{m-1} + i_{m-2}) - (v_{m-1} + v_{m-2}) \cdot (i_m + i_{m-1})}{(i_m - i_{m-1}) \cdot (i_{m-1} + i_{m-2}) - (i_{m-1} - i_{m-2}) \cdot (i_m + i_{m-1})} \quad \cdots(8) \end{aligned}$$

$$L_m/L(\text{真値}) = \tan(\omega_0 T/2) / \tan(\omega T/2) \quad \cdots(9)$$

$$\begin{aligned} i_m &= I \sin(\omega t_m) \quad , \quad v_m = V \sin(\omega t + \theta) \\ i_m - i_{m-1} &= 2I \sin(\omega T/2) \cos(\omega t_m - \omega T/2) \quad \cdots(10) \end{aligned}$$

$$v_m + v_{m-1} = 2V \cos(\omega T/2) \sin(\omega t_m - \omega T/2 + \theta) \quad \cdots(11)$$

## 【0012】

なお、図3は横軸に周波数（次数）をとり、縦軸に系統電気量の基本周波数が50Hzの時のリアクタンス計測値をとったもので、図中点線の曲線は600Hzでサンプリングした場合、実線は4800Hzでサンプリングした場合を示している。

## 【0013】

図3に示されるように、周波数が基本波から外れるに従って $L_m/L$ （真値）の値は1より小さくなり、この値が基本波の2～3倍付近で略1なるように（ $\omega T/2$ ）の値を小さく抑えれば（サンプリング周期を小さくする）よいことがわかる。

## 【0014】

上述したようにサンプリング周波数を8倍にした時の周波数特性は図3の実線で示され、定性的には微分項の近似量（ $i_m - i_{m-1}$ ）と被微分量（ $v_m + v_{m-1}$ ）との間の関係は式12及び式13のようになり、サンプリング周波数を上げれば（周期を小さくすれば）、微分項の近似精度を上げることが可能になる。

## 【0015】

## 【数8】

$$\begin{aligned} \sin(\omega T/2) &\cong \omega T/2, & \cos(\omega T/2) &\cong 1 \\ i_m - i_{m-1} &= 2I \cdot \sin(\omega T/2) \cdot \cos(\omega t_m - \omega T/2) \\ &\cong 2I \cdot \omega T/2 \cdot \cos(\omega t_m - \omega T/2) \quad \dots(12) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_m + v_{m-1} &= 2V \cdot \cos(\omega T/2) \cdot \sin(\omega t_m - \omega T/2 + \theta) \\ &\cong 2V \cdot \sin(\omega t_m - \omega T/2 + \theta) \quad \dots(13) \end{aligned}$$

## 【0016】

## 【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、式12の値は振幅値Iに対して非常に小さな値であるためサンプリングデータ（ $i_m$ 、 $i_{m-1}$ ）に含まれる雑音（A/D変換時に生じる量子化誤差、アナログ回路で発生する白色雑音）の相対値が大きくなってしまい、実用化が困難であるなる問題があった。

【0017】

例えば、サンプリング周期  $T = 1 / 4800 \text{ sec}$ 、 $\omega_0 = 2\pi \cdot 50 \text{ Hz}$  の時、式14における右辺第2項目  $\varepsilon / (\omega_0 T / 2)$  の誤差は約30倍に増幅されてしまう。なお、 $\varepsilon$  は雑音誤差を示している。

【0018】

【数9】

$$(i_m - i_{m-1}) / (\omega_0 T / 2) \cong 2I \cdot (\omega / \omega_0) \cdot \cos(\omega t_m - \omega T / 2) + \varepsilon / (\omega_0 T / 2) \quad \cdots(14)$$

【0019】

そこで、本発明は、微分項の近似による誤差増幅を抑制して、広い周波数帯域で  $L_m / L$  (真値) が限りなく1に近い特性となるようにすることで、電力系統の事故電圧、事故電流に高調波成分が発生しても影響を受けないようにした保護継電装置を提供することを目的とする。

【0020】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するため、請求項1にかかる発明は、電力系統の事故点が所定の範囲に存在するか否かを判定する保護継電装置において、電力系統の電圧  $v$ 、電流  $i$  におけるサンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  なるディジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す) に入力して、電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  を出力する第1フィルタ手段と、サンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  なるディジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す) に入力して、電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  と直交する電圧データ  $v_{jm}$  及び電流データ  $i_{jm}$  を出力する第2フィルタ手段と、時刻  $t_m$  における電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$ 、電圧データ  $v_{jm}$ 、電流データ  $i_{jm}$  及び、時刻  $t_{m-p}$  における電圧データ  $v_{sm-p}$ 、電流データ  $i_{sm-p}$ 、電圧データ  $v_{jm-p}$ 、電流データ  $i_{jm-p}$  から式1に基づいてリアクタンス値  $X_m$  を算出するリアクタンス値算出手段と、該リアクタンス値算出手段で得られるリアクタンス値  $X_m$  と整定値  $X_s$  とから  $X_m \leq X_s$  の判断式に基づき動作判定を行う動作判定手段とを有することを特徴とする。

【0021】

【数 10】

$$X_m = \frac{-v_{sm} \cdot i_{sm-p} + i_{sm} \cdot v_{sm-p}}{-i_{jm} \cdot i_{sm-p} + i_{jm-p} \cdot i_{sm}} \quad \dots(1)$$

m、pはサンプリング時系列を示す。

【0022】

請求項2にかかる発明は、電力系統の事故点が所定の範囲に存在するか否かを判定する保護継電装置において、電力系統の電圧v、電流iにおけるサンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$ を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  なるデジタルフィルタ（ZはZ変換演算子を示す）に入力して、電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$ を出力する第1フィルタ手段と、サンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$ を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  なるデジタルフィルタ（ZはZ変換演算子を示す）に入力して、電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$ と直交する電圧データ  $v_{jm}$ 及び電流データ  $i_{jm}$ を出力する第2フィルタ手段と、時刻  $t_m$ における電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$ 、電圧データ  $v_{jm}$ 、電流データ  $i_{jm}$ 及び、時刻  $t_{m-p}$ における電圧データ  $v_{sm-p}$ 、電流データ  $i_{sm-p}$ 、電圧データ  $v_{jm-p}$ 、電流データ  $i_{jm-p}$ から式1に基づいてリアクタンス値  $X_m$ を算出するリアクタンス値算出手段と、第1フィルタ手段及び第2フィルタ手段から得られる電圧データ  $v_{sm}$ 、 $v_{jm}$ 、 $v_{sm-p}$ 、 $v_{jm-p}$ 、及び電流データ  $i_{sm}$ 、 $i_{jm}$ 、 $i_{sm-p}$ 、 $i_{jm-p}$ を用いて式2に示すオーム値  $R_m$ を算出するオーム値算出手段と、リアクタンス値算出手段からのリアクタンス値  $X_m$ とオーム値算出手段からのオーム値  $R_m$ とから式3の判定式に基づき動作判定を行う動作判定手段とを有することを特徴とする。

【0023】

【数 11】

$$X_m = \frac{-v_{sm} \cdot i_{sm-p} + i_{sm} \cdot v_{sm-p}}{-i_{jm} \cdot i_{sm-p} + i_{jm-p} \cdot i_{sm}} \quad \dots(1)$$

m、pはサンプリング時系列を示す。

$$R_m = \frac{-i_{jm} \cdot v_{sm-p} + v_{sm} \cdot i_{jm-p}}{-i_{jm} \cdot i_{sm-p} + i_{jm-p} \cdot i_{sm}} \quad \dots(2)$$

$$(R_m - R_0) \cdot (R_m - R_F) + (X_m - X_0) \cdot (X_m - X_F) \leq 0 \quad \dots(3)$$

$R_0$ (オーム成分) : オフセットモ-近方側整定値

$X_0$ (リアクタンス成分) : オフセットモ-近方側整定値

$R_F$ (オーム成分) : オフセットモ-遠方側整定値

$X_F$ (リアクタンス成分) : オフセットモ-遠方側整定値

【0024】

請求項3にかかる発明は、電力系統の事故点が所定の範囲に存在するか否かを判定する保護継電装置において、電力系統の電圧  $v$ 、電流  $i$  におけるサンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  なるデジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す) に入力して、電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  を出力する第1フィルタ手段と、サンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  なるデジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す) に入力して、電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  と直交する電圧データ  $v_{jm}$  及び電流データ  $i_{jm}$  を出力する第2フィルタ手段と、電圧データ  $v_{sm}$  と電圧データ  $v_{jm}$  とが入力して、第1フィルタ手段からの出力に対して直交する電圧量  $V_{pj m}$  を抽出する極性電圧値算出手段と、電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$ 、電圧データ  $v_{jm}$ 、電流データ  $i_{jm}$  と時刻  $t_{m-p}$  における第1フィルタ手段から得られる電圧データ  $v_{jm-p}$ 、電流データ  $i_{jm-p}$  と整定値 ( $R_s$ 、 $X_s$ ) とから式4の判定式に基づき動作判定を行う動作判定手段とを有することを特徴とする。

【0025】

【数 1 2】

$$v_{pjm-p} \cdot \{(R_s \cdot i_{sm} + X_s \cdot i_{jm}) - v_{sm}\} \\ - v_{pjm} \cdot \{(R_s \cdot i_{sm-p} + X_s \cdot i_{jm-p}) - v_{sm-p}\} > K_2 \quad \dots (4)$$

【0026】

請求項3にかかる発明は、電力系統の事故点が所定の範囲に存在するか否かを判定する保護継電装置において、電力系統の電圧 $v$ 、電流 $i$ におけるサンプリングデータ $v_m$ 、 $i_m$ を伝達関数 $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$ なるディジタルフィルタ( $Z$ は $Z$ 変換演算子を示す)に入力して、電圧データ $v_{sm}$ 、電流データ $i_{sm}$ を出力する第1フィルタ手段と、サンプリングデータ $v_m$ 、 $i_m$ を伝達関数 $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$ なるディジタルフィルタ( $Z$ は $Z$ 変換演算子を示す)に入力して、電圧データ $v_{sm}$ 、電流データ $i_{sm}$ と直交する電圧データ $v_{jm}$ 及び電流データ $i_{jm}$ を出力する第2フィルタ手段と、時刻 $t_m$ に電流データ $i_{sm}$ と電圧データ $v_{jm}$ と整定値 $C_s$ とから $i_{sm} - C_s \cdot v_{jm}$ で定義される電気量を算出する充電電流補償量算出手段と、該充電電流補償量算出手段の出力を対向電気所に送信し、該対向電気所における電気量を $B$ としたとき当該対向電気所で $i_{sm} - C_s \cdot v_{jm}$ と $B$ で定義される電気量を受信する送受信手段と、充電電流補償量算出手段と送受信手段とからの出力に基づき式5の判定式に基づき動作判定を行う動作判定手段とを有することを特徴とする。

【0027】

【数 1 3】

$$\|(i_{sm} - C_s \cdot v_{jm}) + (i_{sm} - C_s \cdot v_{jm})B\| \geq \\ ka \cdot \{\|i_{sm} - C_s \cdot v_{jm}\| + \|(i_{sm} - C_s \cdot v_{jm})B\|\} + kb \quad \dots (5)$$

$\|a_m\|$ : 時刻 $t_m$ における交流電気量 $a$ の振幅に比例する量を示す

$ka$ : 比例抑制係数

$kb$ : 最小感度電流

【0028】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態の説明に先立ち、本発明の原理を説明する。電流  $i = I \cdot \sin(\omega t)$  のサンプリングデータを伝達関数  $f(Z) = (1 + Z^{-1} + Z^{-2} + \dots + Z^{-n})$  に通すと、式 15 に示す時刻  $t_m$  での電流  $i'_{sm}$  を得る。

【0029】

【数 14】

$$\begin{aligned} i'_{sm} &= I \cdot (\sin(\omega t_m) + \sin(\omega t_m - \omega T) + \dots + \sin(\omega t_m - n\omega T)) \\ &= I \cdot (\sin((n+1)\omega T/2) / \sin(\omega T/2)) \cdot \sin(\omega t_m - n\omega T/2) \quad \dots(15) \end{aligned}$$

【0030】

この電流  $i'_{sm}$  をさらに伝達関数  $(1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  に通すと、式 16 で示す時刻  $t_m$  での電流  $i_{sm}$  を得る。

【0031】

【数 15】

$$\begin{aligned} i_{sm} &= i'_{sm} + k \cdot i'_{sm-1} + i'_{sm-2} \\ &= I \cdot (k + 2 \cos(\omega T)) \cdot (\sin((n+1)\omega T/2) / \sin(\omega T/2)) \cdot \sin(\omega t_m - (n+2)\omega T/2) \quad \dots(16) \end{aligned}$$

【0032】

同様に、電流  $i = I \cdot \sin(\omega t)$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  に通すと、式 17 で示す時刻  $t_m$  での電流  $i_{jm}$  は式 17 となる。

【0033】

【数 16】

$$i_{jm} = 2I \cdot \cos(\omega T/2) \sin((n+1)\omega T/2) \cdot \cos(\omega t_m - (n+2)\omega T/2) \quad \dots(17)$$

【0034】

なお、電圧についても同様に得ることができ、これを電圧  $v_{sm}$ 、電圧  $v_{jm}$  とすると、これらは直交する関係にある。

【0035】

そこで、式 17 の右辺の大きさを決める量が  $|\sin((n+1)\omega T/2)| < 1$  とならないように基本波で極力 1 に近い値を選ぶようにするならば、雑音誤差の増幅を抑制しながら周波数特性の性能を確保することが可能となる。



【 0 0 3 6 】

以上により時刻  $t_m$  の  $i_{jm}$ 、 $i_{sm}$ 、 $v_{sm}$ 、及び時刻  $t_{m-1}$  の  $i_{jm-1}$ 、 $i_{sm-1}$ 、 $v_{sm-1}$  を、式 1 に代入すると、電圧  $v_{sm}$  は、式 1 8 で与えられ、リアクタンス値  $X_m$  は式 1 9 のようになる。

【 0 0 3 7 】

【数 1 7】

$$X_m = \frac{V(k + 2\cos(\omega T))}{I\sin(\omega T)} \cdot \sin(\theta) \quad \dots(19)$$

$\theta$  : 電流基準の電圧進み位相

$$v_{sm} = V \cdot (k + 2\cos(\omega T)) \cdot (\sin((n+1)\omega T/2) / \sin(\omega T/2) \cdot \sin(\omega t_m + \theta - (n+2)\omega T/2)) \quad \dots(18)$$

【 0 0 3 8 】

従って、式 1 7 びおいて  $n$  を十分大きくすることにより雑音誤差の影響が軽減でき、かつ、 $X_m$  の基本波に対する周波数特性性能は、これをグラフ化すると図 4 のようになる。この図から、 $k = 4$  が最も周波数特性が良いことが分かる。

【 0 0 3 9 】

【数 1 8】

$$X_m / X(\text{基本波での値}) = \frac{(k + 2\cos(\omega T)) / (k + 2\cos(\omega_0 T))}{\sin(\omega T) / \sin(\omega_0 T)} \quad \dots(20)$$

【 0 0 4 0 】

このような原理の元で本発明の第 1 の実施の形態の詳細な説明を図 1 を参照して説明する。図 1 は本実施の形態の説明に適用される保護継電装置の概略構成を示すブロック図で、サンプリング周期を小さくしても微分量のデータに含まれる雑音誤差を増幅しないようにして、先の式 9 に示す周波数特性の性能を確保できるようにしたものである。

【 0 0 4 1 】

図 1 において、番号 1 は電力系統の電圧  $v$ 、電流  $i$  におけるサンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  により電圧データ  $v_{sm}$ 、

電流データ  $i_{sm}$  として出力するデジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す) を備えて、保護対象となる図示しない電力系統の電圧、電流の所定の周波数成分を抽出する第1フィルタ手段1である。

## 【0042】

番号2は、サンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  により電圧データ  $v_{jm}$ 、 $i_{jm}$  として出力するデジタルフィルタ ( $Z$  は  $Z$  変換演算子を示す) を備えてあらゆる周波数成分においても第1フィルタ手段1と直交する電圧、電流を抽出する第2フィルタ手段2である。

## 【0043】

番号3は、時刻  $t_m$  における電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$ 、電圧データ  $v_{jm}$ 、電流データ  $i_{jm}$  及び時刻  $t_{m-p}$  における電圧データ  $v_{sm-p}$ 、電流データ  $i_{sm-p}$ 、電圧データ  $v_{jm-p}$ 、電流データ  $i_{jm-p}$  からリアクタンス値  $X_m$  を算出するリアクタンス値算出手段3である。

## 【0044】

さらに番号4は、該リアクタンス値算出手段3で得られるリアクタンス値  $X_m$  と予め設定された整数値 ( $X_s$  とから  $X_m \leq X_s$  の比較判定を行う動作判定手段4) である。なお、予め設定された整数値を本明細書では整定値と記載する。

## 【0045】

このような構成で、電力系統の電圧  $v$ 、電流  $i$  のサンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  なるデジタルフィルタに各々入力して、出力として電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  を得る。

## 【0046】

さらに、電圧  $v$ 、電流  $i$  のサンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を第2フィルタ手段2の伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  なるデジタルフィルタに各々入力して、電圧データ  $v_{jm}$ 、電流データ  $i_{jm}$  を得る。

## 【0047】

また、リアクタンス値算出手段3では、時刻  $t_m$  での第1フィルタ手段1で得られる電圧データ  $v_{sm}$ 、電流データ  $i_{sm}$  及び第2フィルタ手段2で得られる電圧データ  $v_{jm}$ 、電流データ  $i_{jm}$  と、時刻  $t_{m-p}$  での第1フィルタ手段1から得られ

る電圧データ  $v_{sm-p}$ 、電流データ  $i_{sm-p}$  及び第2フィルタ手段2から得られる電圧データ  $v_{jm-p}$ 、電流データ  $i_{jm-p}$  とから式21に従いリアクタンス値  $X_m$  を算出する。

【0048】

【数19】

$$X_m = \frac{-v_{sm} \cdot i_{sm-p} + i_{sm} \cdot v_{sm-p}}{-i_{jm} \cdot i_{sm-p} + i_{jm-p} \cdot i_{sm}} \quad \dots(21)$$

$m$ 、 $p$  はサンプリング時系列を示す

【0049】

さらに動作判定手段4ではリアクタンス値算出手段3で得られるリアクタンス値  $X_m$  と整定値  $X_s$  とから、 $X_m \leq X_s$  が成立するか否かを判定して、成立したなら動作、成立しなければ不動作と動作判定する。

【0050】

各々の伝達関数は、 $Z$  変換演算子を使って表すと、 $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  と  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  とになるが、これらによる出力は互いに直交することは先に述べた通りであり、第1フィルタ手段1からの出力は第2フィルタ手段2からの出力に対して90度遅れる関係となっている。

【0051】

無論、これらの伝達関数を、伝達関数1： $f(Z)$  と、伝達関数2： $(1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  と、伝達関数3： $1 - Z^{-2}$  とのように3つの伝達関数で定義し、それぞれを用いて第1フィルタ手段1及び第2フィルタ手段2を構成することも可能である。

【0052】

即ち、入力電圧、電流を先ず伝達関数1のデジタルフィルタに通過させ、その出力を伝達関数2及び伝達関数3のデジタルフィルタにそれぞれ通過させることにより、これまで説明したと同様の出力を得ることができる。

【0053】

図1のリアクタンス値算出手段3は、式21から図2の送電線における保護継

電装置の設置点から事故点までのリアクタンス値を算出するもので、入力電圧、電流を  $i = I \cdot \sin(\omega t)$ 、 $v = V \cdot \sin(\omega t + \theta)$  とすると、式 21 は式 19 となる。

【0054】

このようにしてリアクタンス値算出手段 3 で算出したリアクタンス値  $X_m$  に対して、動作判定手段 4 は当該  $X_m$ 、整定値  $X_s$ 、及び予め定まる基本波での定数  $\sin(\omega_0 T) / (k + 2 \cdot \cos(\omega_0 T))$  を用いて判定式を、式 22 のように補正して動作か否かを判定する。なお、かかる動作判定は通常複数回行われる。

【0055】

【数 20】

$$X_m \leq X_s / (\sin(\omega_0 \cdot T) / (k + 2 \cdot \cos(\omega_0 \cdot T))) \quad \cdots (22)$$

【0056】

以上により、微分項の近似による誤差の増幅が抑制されて、広い周波数帯域で  $L_m / L$  (真値) が限りなく 1 に近い特性となり、電力系統の事故電圧、事故電流に高調波成分が発生しても影響を受けないようにすることが可能になって信頼性が向上する。

【0057】

なお、上記説明では、第 1 フィルタ手段 1 及び第 2 フィルタ手段 2 からの出力を用いてリアクタンス値をリアクタンス値算出手段 3 で算出し、そのリアクタンス値に基づき動作判定手段 4 により式 22 の条件式から動作判定を行っていた。

【0058】

しかし、本発明はこれに限定されるものではなく、例えば図 5 に示すように、動作抑制量算出手段 5 により第 1 フィルタ手段 1 及び第 2 フィルタ手段 2 からの出力に基づき  $a_m$ 、 $b_m$  を式 23 に従い算出し、これを用いて動作判定手段 6 が後述する式 25 により動作判定を行うようにしてもよい。

【0059】

【数 2 1】

$$\begin{aligned}
 a_m &= -v_{sm} \cdot i_{sm-p} + v_{sm-p} \cdot i_{sm} \\
 b_m &= -i_{jm} \cdot i_{sm-p} + i_{jm-p} \cdot i_{sm} \quad \dots(23)
 \end{aligned}$$

【0060】

即ち、伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  の第1フィルタ手段1及び伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  の第2フィルタ手段2に電流  $i = I \cdot \sin(\omega t)$  及び電圧  $v = V \cdot \sin(\omega t + \theta)$  が入力すると、式23は式25のように書き換えられる。但し、 $f(Z) = (1 + Z^{-1} + Z^{-2} + \dots + Z^{-n})$  とする。

【0061】

【数 2 2】

$$\begin{aligned}
 a_m &= IV \{ (k + 2 \cos(\omega T))^2 \cdot (\sin((n+1)\omega T/2) / \sin(\omega T/2))^2 \} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(p\omega T) \\
 b_m &= 2I^2 \{ \cos(\omega T/2) \cdot \sin((n+1)\omega T/2) \cdot \\
 &\quad (k + 2 \cos(\omega T)) \cdot (\sin((n+1)\omega T/2) / \sin(\omega T/2)) \} \cdot \sin(p\omega T) \quad \dots(25)
 \end{aligned}$$

【0062】

このようにして出力される  $a_m$ 、 $b_m$  を用い動作判定手段6は、感度定数  $K_0$ 、リアクタンス整定値  $X_s$  を  $X_s \leftarrow X_s / (\sin(\omega_0 T) / (k + 2 \cdot \cos(\omega_0 T)))$  のように補正して、式24の判定式に基づいて動作判定を行う。

【0063】

【数 2 3】

$$b_m \cdot X_m - a_m \geq k_0 \quad \dots(24)$$

【0064】

このように先に説明した手法と異なる手法であるが、先の場合と同様に図13に示すリアクタンス特性を持っている。

【0065】

以上により、微分項の近似による誤差の増幅が抑制されて、広い周波数帯域で  $L_m/L$  (真値) が限りなく1に近い特性となり、電力系統の事故電圧、事故電流に高調波成分が発生しても影響を受けないようにする事が可能になって信頼性が向上する。

【0066】

また、このような算出手段として、図6に示すような式2で定義されるオーム値算出手段7を用い、また後述する式28で定義される動作判定手段8を用いてもよい。

【0067】

【数24】

$$R_m = \frac{-i_{jm} \cdot v_{sm-p} + v_{sm} \cdot i_{jm-p}}{-i_{jm} \cdot i_{sm-p} + i_{jm-p} \cdot i_{sm}} \quad \dots(2)$$

【0068】

このような構成では、伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  の第1フィルタ手段1及び伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  の第2フィルタ手段2に電流  $i = I \cdot \sin(\omega t)$  及び電圧  $v = V \cdot \sin(\omega t + \theta)$  が入力すると、式26となる。但し、 $f(Z) = (1 + Z^{-1} + Z^{-2} + \dots + Z^{-n})$  とする。さらに、式25の関係からオーム値  $R_m$  は式27となる。

【0069】

【数25】

$$\begin{aligned} & -i_{im} \cdot v_{sm-p} + i_{jm-p} \cdot v_{sm} \\ & = 2IV \cos(\omega T/2) \cdot \sin((n+1)\omega T/2) \cdot (k + 2\cos(\omega T)) \cdot \\ & \quad (\sin((n+1)\omega T/2) / \sin(\omega T/2)) \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(p\omega T) \quad \dots(26) \end{aligned}$$

$$R_m = (V/I) \cdot \cos(\theta) \quad \dots(27)$$

【0070】

動作判定手段8は、式27で算出したオーム値  $R_m$  と整定値  $R_s$  とで式28の判定式が成り立つか否かを判定し、成り立つときには動作と判定する。

【0071】

【数26】

$$R_m \leq R_s \quad \dots(28)$$

【0072】

以上により、微分項の近似による誤差の増幅が抑制されて、広い周波数帯域で

$L_m/L$  (真値) が限りなく 1 に近い特性となり、電力系統の事故電圧、事故電流に高調波成分が発生しても影響を受けないようにする事が可能になって信頼性が向上する。

【0073】

さらに、このような算出手段として、図 7 に示すような式 29 で定義される動作抑制量算出手段 9 を用い、また後述する式 31 で定義される動作判定手段 10 を用いてもよい。

【0074】

【数 27】

$$\begin{aligned} c_m &= -i_{jm} \cdot v_{sm-p} + v_{sm} \cdot i_{jm-p} \\ b_m &= -i_{jm} \cdot i_{sm-p} + i_{jm-p} \cdot i_{sm} \quad \dots(29) \end{aligned}$$

【0075】

即ち、伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  の第 1 フィルタ手段 1 及び伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  の第 2 フィルタ手段 2 に電流  $i = I \cdot \sin(\omega t)$  及び電圧  $v = V \cdot \sin(\omega t + \theta)$  が入力すると、式 29 は式 30 のように書き換えられる。但し、 $f(Z) = (1 + Z^{-1} + Z^{-2} + \dots + Z^{-n})$  とする。

【0076】

【数 28】

$$\begin{aligned} cm &= -i_{jm} \cdot v_{sm-p} + i_{jm-p} \cdot v_{sm} \\ &= 2IV \cos(\omega T/2) \cdot \sin((n+1)\omega T/2) \cdot (k + 2\cos(\omega T)) \cdot \\ &\quad (\sin((n+1)\omega T/2) / \sin(\omega T/2)) \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(p\omega T) \quad \dots(30) \end{aligned}$$

【0077】

そして、動作判定手段 10 は、 $c_m$ 、 $b_m$ 、オーム整定値  $R_s$ 、感度定数  $K_1$  から式 31 の判定式に基づき動作か否かを判定する。

【0078】

【数 29】

$$R_s - c_m \geq k_1 \quad \dots(31)$$

【0079】

このような保護継電装置は、先に図 6 を参照して説明した構成と同様に図 1 4 に示すようなオーム特性を持ち、単に実現手法が異なるだけである。

#### 【0080】

以上により、微分項の近似による誤差の増幅が抑制されて、広い周波数帯域で  $L_m/L$  (真値) が限りなく 1 に近い特性となり、電力系統の事故電圧、事故電流に高調波成分が発生しても影響を受けないようにする事が可能になって信頼性が向上する。

#### 【0081】

次に、本発明の第 2 の実施の形態を図を参照して説明する。なお、上述した実施の形態と同一構成に関しては同一符号を用いて説明を適宜省略する。

#### 【0082】

これまで説明した実施の形態において、例えば図 1 ではリアクタンスを算出し、図 5 及び図 7 においては動作量抑制量を算出し、図 6 においてはオーム値を算出し、これらに基づき動作判定を行っていた。

#### 【0083】

これに対して、本実施の形態では図 8 に示すようにオーム値算出手段 7 及びリアクタンス値算出手段 3 を設けて、これらの出力を用いて後述する式 3 2 で定義される動作判定手段 1 1 により動作判定するようにしたものである。

#### 【0084】

即ち、第 1 フィルタ手段 1 及び第 2 フィルタ手段 2 から出力される電圧  $v_{sm}$ 、電流  $i_{sm}$  及び電圧  $v_{jm}$ 、電流  $i_{jm}$  が、オーム値を算出するオーム値算出手段 7 に入力して式 2 に従いオーム値  $R_m$  を算出し、またこれらの電流電圧が、リアクタンスを算出するリアクタンス値算出手段 3 に入力して式 1 に基づきリアクタンス値  $X_m$  を算出する。

#### 【0085】

そして、動作判定手段 1 1 は、これらオーム値  $R_m$  及びリアクタンス値  $X_m$  を用いて、式 3 2 の判定式に従い動作か否かを判定する。このような保護継電装置は、図 1 5 に示すようにオフセットモー特性を持っている。

#### 【0086】



【数 30】

$$(R_m - R_0) \cdot (R_m - R_F) + (X_m - X_0) \cdot (X_m - X_F) \leq 0 \quad \dots(32)$$

$R_0$ (オーム成分) : オフセットモ-近方側整定値

$X_0$ (リアクタンス成分) : オフセットモ-近方側整定値

$R_F$ (オーム成分) : オフセットモ-遠方側整定値

$X_F$ (リアクタンス成分) : オフセットモ-遠方側整定値

【0087】

次に、本発明の第3の実施の形態を図を参照して説明する。なお、上述した実施の形態と同一構成に関しては同一符号を用いて説明を適宜省略する。

【0088】

本実施の形態にかかる保護継電装置は、図9に示すように、第1フィルタ手段1及び第2フィルタ手段2からの電圧  $v_{sm}$ 、電流  $i_{sm}$  及び電圧  $v_{jm}$ 、電流  $i_{jm}$  が入力して、電圧  $v_{sm}$  に対して直交する電圧  $v_{pim}$  を抽出する極性電圧値算出手段12、上記電圧及び電流が入力すると共に極性電圧値算出手段12からの電圧  $v_{pim}$  が入力して式33の判定式に従い動作か否かを判定する動作判定手段13を設けたものである。

【0089】

【数 31】

$$v_{pjm-p} \cdot ((R_s \cdot i_{sm} + X_s \cdot i_{jm}) - v_{sm}) - v_{pjm} \cdot ((R_s \cdot i_{sm-p} + X_s \cdot i_{jm-p}) - v_{sm-p}) \geq K2 \quad \dots(33)$$

【0090】

なお、 $R_s$ 、 $X_s$  は、オーム成分、リアクタンス成分における各々の整定値であり、 $X_s$  は  $X_s \leftarrow X_s / (\sin(\omega_0 T) / (k + 2 \cdot \cos(\omega_0 T)))$  のように補正している。

【0091】

式33において、 $(R_s \cdot i_{sm} + X_s \cdot i_{jm})$  の項及び  $(R_s \cdot i_{sm-p} + X_s \cdot i_{jm-p})$  の項の電気量は電流  $i_{sm}$  を基準に大きさ  $\sqrt{(R_s^2 + X_s^2)}$ 、位相  $\phi = \tan^{-1}(X_s / R_s)$  だけ進みむ関係にあり、その例を図16に示す。

【 0 0 9 2 】

そして、伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  の第 1 フィルタ手段 1 及び伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  の第 2 フィルタ手段 2 に電流  $i = I \cdot \sin(\omega t)$  及び電圧  $v = V \cdot \sin(\omega t + \theta)$  を入力させると、式 3 4 のようになる。但し、 $f(Z) = (1 + Z^{-1} + Z^{-2} + \dots + Z^{-n})$  とする。

【 0 0 9 3 】

【数 3 2】

$$V_{pj} \cdot \{ R_s \cdot I_s \cdot \cos(\theta) + X_s / (\sin(\omega_0 T) / (k + 2 \cos(\omega_0 T))) \cdot I_j \cdot \sin(\theta) \} - V_s \cdot \sin(p \omega T) \geq K_2$$

但し、 $I_s$ 、 $V_s$ 、 $I_j$  は以下のとおり。

$$\begin{aligned} I_s &= I(k + 2 \cos(\omega T))(\sin((n+1)\omega T / 2) / \sin(\omega T / 2)) \\ V_s &= V(k + 2 \cos(\omega T))(\sin((n+1)\omega T / 2) / \sin(\omega T / 2)) \\ I_j &= 2I \cos(\omega T / 2) \sin((n+1)\omega T / 2) \end{aligned} \quad \dots(34)$$

【 0 0 9 4 】

そこで、式 3 4 を  $Z_s$  (大きさ:  $\sqrt{R_s^2 + X_s^2}$ 、位相  $\phi = \tan^{-1}(X_s / R_s)$ ) で表すと式 3 5 となる。従って、式 3 5 は周波数が基本周波数の場合、図 1 7 に示すモータ特性の動作原理式を示している。

【 0 0 9 5 】

【数 3 3】

$$\begin{aligned} & V_{pj} \cdot \{ (Z_s \cdot I_s \cdot \cos(\theta) \cos(\phi) + Z_s \cdot I_j \cdot \sin(\theta) \sin(\phi) / \\ & \quad (\sin(\omega_0 T) / (k + 2 \cos(\omega_0 T))) - V_s \} \cdot \sin(p \omega T) \\ & = V_{pj} \cdot \{ Z_s \cdot I \cdot (\cos(\theta) \cos(\phi)(k + 2 \cos(\omega T)) / \\ & \quad \sin(\omega T) + \sin(\theta) \sin(\phi)(k + 2 \cos(\omega_0 T)) / \sin(\omega_0 T)) - V_s \} \cdot \sin(p \omega T) \\ & \quad \because \omega = \omega_0 \\ & = V_{pj} \cdot \{ Z_s \cdot I \cdot \cos(\theta - \phi) - V_s \} \cdot \sin(p \omega T) \geq K_2 \end{aligned} \quad \dots(35)$$

【 0 0 9 6 】

なお、上記構成では極性電圧値算出手段 1 2 で基本波における電圧  $v_{sm}$  に直交する電圧  $v_{pjm}$  を抽出する場合について説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、例えば図 1 0 に示すように電圧  $V_{sm}$  に対して直交する電圧  $v_{jm}$  の一定サイクル前 (N サンプリング前のデータ) の電圧を極性電圧とする極性電

圧値算出手段 1 4 を設けてもよい。この場合には、電圧  $v_{pjm}$  及び電圧  $v_{sm}$  は、式 3 6 のようになる。

【 0 0 9 7 】

【 数 3 4 】

$$\begin{aligned} v_{pjm} &= 2V \cdot \sin((n+1)\omega T/2) \cdot \cos(\omega T/2) \cdot \cos(\omega tm + \theta - N\omega T - (n+2)\omega T/2) \\ v_{sm} &= V \cdot (k + 2\cos(\omega T)) \cdot \sin((n+1)\omega T/2) / \\ &\quad \sin(\omega T/2) \cdot \sin(\omega tm + \theta - (n+2)\omega T/2) \quad \cdots (36) \\ (N\omega_0 T &= 2\pi \cdot M, \quad (M \text{ は整数})) \end{aligned}$$

【 0 0 9 8 】

また、図 1 1 に示すように電圧  $v_{sm}$  に対して直交する電圧  $v_{pim}$  を抽出する極性電圧値算出手段 1 5 を設けて、短絡検出用であれば例えば A B 相の場合、A B 相を基準とした正相電圧を抽出するようにしてもよい。但し、A、B、C は 3 相交流電気量の各々の相を示している。

【 0 0 9 9 】

例えば、 $v_{psm}(AB) = -\sqrt{3} \cdot (v_{jm}(C) - v_{jm}(0)) + v_{sm}(AB)$  で抽出できる。ここで、 $v_{sm}(0)$  は零相電気量を示している。

【 0 1 0 0 】

また、地絡用であれば A 相を基準とした正相電圧は、 $v_{psm}(A) = \sqrt{3} \cdot (v_{sm}(A) - v_{sm}(0)) + v_{jm}(BC)$  により算出できる。

【 0 1 0 1 】

なお、以上のように電圧ベクトルを直交する 2 つの電気量から抽出する方法以外に、サンプリング時系列を 9 0 度相当ずらせる方法も適用可能である。

【 0 1 0 2 】

以上により、微分項の近似による誤差の増幅が抑制されて、広い周波数帯域で  $L_m/L$  (真値) が限りなく 1 に近い特性となり、電力系統の事故電圧、事故電流に高調波成分が発生しても影響を受けないようにする事が可能になって信頼性が向上する。

【 0 1 0 3 】

次に、本発明の第 4 の実施の形態を図を参照して説明する。なお、上述した実

施の形態と同一構成に関しては同一符号を用いて説明を適宜省略する。

【0104】

図12は本実施の形態の説明に適用される保護継電装置のブロック図で、第1フィルタ手段1及び第2フィルタ手段2からの出力が充電電流補償量算出手段16に入力するようにし、その出力が比率差動継電方式の動作判定原理に従う動作判定手段18に入力して動作か否かを判断するようにしたものである。

【0105】

この充電電流補償量算出手段16では整定値 $C_s$ を $C_s \leftarrow C_s \cdot (k + 2 \cos(\omega_0 T)) / \sin(\omega_0 T)$ のように補正して、第1フィルタ手段1からの出力電流 $i_{sm}$ と第2フィルタ手段2からの出力電圧 $v_{jm}$ とを用い、 $i_{sm} - C_s \cdot v_{jm}$ を算出している。なお、 $C_s \cdot v_{jm}$ は、充電容量 $C_s$ により生じる電流の補償分である。

【0106】

そして、対向電気所の同電気量 $(i_{sm} - C_s \cdot v_{jm})B$ を送受信手段17で受信し、かつ自端子の電気量を電気所へ送信する。ここで、 $B$ は対向電気所における電気量を示している。

【0107】

その後、動作判定手段18では、充電電流補償量算出手段16において得た自端子の充電電流を補償した電流と、対向電気所における端子の充電電流を補償した電流とのベクトル和電流、即ち、差動電流の振幅値と各々の端子の充電電流を補償した電流のスカラ和電流とから、式37に基づいて動作判定を行う。

【0108】

【数35】

$$\|(i_{sm} - C_s \cdot v_{jm}) + (i_{sm} - C_s \cdot v_{jm})B\| \geq ka \cdot \{\|(i_{sm} - C_s \cdot v_{jm})\| + \|(i_{sm} - C_s \cdot v_{jm})B\|\} + kb \quad \dots(37)$$

$\|a_m\|$ : 時刻 $t_m$ における交流電気量 $a$ の振幅に比例する量を示す

$ka$ : 比例抑制係数

$kb$ : 最小感度電流

【 0 1 0 9 】

式 3 7 の充電電流補償の物理的な意味を図 1 8 の送電線路を参照して説明する。  
周知の電信方程式は送受端子において、式 3 8 のように示される。そこで、差  
動電流  $i_{DD}(t)$  に  $(\tau \neq 0)$  を条件にテール展開近似をとると式 3 9 となる。

【 0 1 1 0 】

【数 3 6】

$$\begin{aligned} \text{前進波} &: i_{DF}(t) = i_S(t-\tau) + e_S(t-\tau)/z + i_R(t+\tau) - e_R(t+\tau)/z \\ \text{後進波} &: i_{DB}(t) = i_S(t-\tau) - e_S(t-\tau)/z + i_R(t+\tau) + e_R(t+\tau)/z \\ \text{差動電流} &: i_{DD}(t) = (i_{DF}(t) + i_{DB}(t))/2 \end{aligned} \quad \dots(38)$$

ここで、サフィックス S : 送電端子

R : 受電端子

z : サージインピーダンス  $= \sqrt{L/C}$

$\tau$  : 伝播時間  $= 1/\sqrt{LC}$

$$\begin{aligned} i_{DD}(t) = & i_S(t) - (\tau/z) \frac{de_S(t)}{dt} + (\tau^2/z) \frac{d^2e_S(t)}{dt^2} - (\tau^3/3!z) \frac{d^3e_S(t)}{dt^3} \dots \\ & + i_R(t) - (\tau/z) \frac{de_R(t)}{dt} + (\tau^2/z) \frac{d^2e_R(t)}{dt^2} - (\tau^3/3!z) \frac{d^3e_R(t)}{dt^3} \dots \end{aligned} \quad \dots(39)$$

$$\therefore \tau/Z = \Sigma C / 2 \quad (\text{SR 全区間の充電容量の } 1/2)$$

【 0 1 1 1 】

仮に、送受電端の電流ベクトル和電流  $(i_S(t) + i_R(t))$  だけで差動電流を抽出したとすると、前述の充電電流分が誤差電流となり、差動継電器の感度低下を招いてしまうので、これを補償することにより事故電流分のみを抽出できるようになる。

【 0 1 1 2 】

【数 3 7】

$$i_{DD}(t) \cong i_S(t) - (\tau/z) \frac{de_S(t)}{dt} + i_R(t) - (\tau/z) \frac{de_R(t)}{dt} \quad \dots(40)$$

【 0 1 1 3 】

ところで、これまでの説明では、第 1 フィルタ手段 1 及び第 2 フィルタ手段 2

における伝達関数  $f(Z)$  は  $f(Z) = (1 + Z^{-1} + Z^{-2} + \dots + Z^{-n})$  として説明してきたが、 $f(Z) = (1 + Z^{-2} + Z^{-4} + \dots + Z^{-2n})$  としても同様の効果を得ることができることは明らかである。

【0114】

この場合式15において、 $\omega T/2$  を  $\omega T$  に置き換えればよく、式41となる。また、式13及び式17も同様に置き換えるだけでよい。以下の説明の都合から、 $f_1 = f(Z) = (1 + Z^{-1} + Z^{-2} + \dots + Z^{-n})$ 、 $f_2 = f(Z) = (1 + Z^{-2} + Z^{-4} + \dots + Z^{-2n})$  として記載する。

【0115】

【数38】

$$\begin{aligned} i'_{sm} &= I \cdot (\sin(\omega t_m) + \sin(\omega t_m - 2\omega T) + \dots + \sin(\omega t_m - 2n\omega T)) \\ &= I \cdot (\sin((n+1)\omega T) / \sin(\omega T)) \cdot \sin(\omega t_m - n\omega T) \quad \dots(41) \end{aligned}$$

【0116】

このように  $f_1$  を  $f_2$  とすることにより、使用するデータの窓長が同じ長さで積分の近似誤差を同じ値とすると、後者のデータ数を少なくできる利点がある。例えば、 $f_1$  の場合に  $n=2$  とすると、 $f_2$  の場合は  $n=1$  でよいことになる。

【0117】

また、 $f_1$  が用いられる第1フィルタ手段1及び第2フィルタ手段2のゲインは、 $f_2$  が用いられる第1フィルタ手段1及び第2フィルタ手段2のゲインより大きいので、その分雑音誤差の圧縮が図られるようになる。

【0118】

例えば、 $f_1$  が用いられている場合に  $n=2$  のゲイン  $G_1$  は式42となり、また  $f_2$  が用いられている場合に  $n=2$  のゲイン  $G_2$  は式43となる。

【0119】

【数 3 9】

$$G1 = |\sin(3\omega T/2)/\sin(\omega T/2)| = |2\cos(\omega T) + 1| \quad \dots(42)$$

$$G2 = |\sin(2\omega T)/\sin(\omega T)| = |2\cos(\omega T)| \quad \dots(43)$$

【 0 1 2 0】

なお、このような伝達関数  $f(Z)$  は非再帰形デジタルフィルタで構成するが、本発明はこれに限定されず再帰形デジタルフィルタで構成しても同様の積分誤差特性を実現することができる。

【 0 1 2 1】

以上により、微分項の近似による誤差の増幅が抑制されて、広い周波数帯域で  $L_m/L$  (真値) が限りなく 1 に近い特性となり、電力系統の事故電圧、事故電流に高調波成分が発生しても影響を受けないようにする事が可能になって信頼性が向上する。

【 0 1 2 2】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば電力系統の事故時に発生する事故電流、電圧に高調波成分が重畳しても、広い周波数帯域において相互に直交する所定のデジタルフィルタを通すことによって、所定の時間微分方程式を精度良く近似解法でき、高精度な保護継電装置が実現できるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 の実施の形態の説明に適用される保護継電装置のブロック図である。

【図 2】

本発明の対象例を示す電力系統図である。

【図 3】

本発明の対象となるリアクタンス計測値の周波数特性を示す図である。

【図 4】

本発明の対象となるデジタルフィルタ構成によるリアクタンス計測値の周波

数特性を示す図である。

【図 5】

図 1 に代わる他の構成を示す保護継電装置のブロック図である。

【図 6】

図 1 に代わる他の構成を示す保護継電装置のブロック図である。

【図 7】

図 1 に代わる他の構成を示す保護継電装置のブロック図である。

【図 8】

本発明の第 2 の実施の形態の説明に適用される保護継電装置のブロック図である。

【図 9】

本発明の第 3 の実施の形態の説明に適用される保護継電装置のブロック図である。

【図 1 0】

図 9 に代わる他の構成を示す保護継電装置のブロック図である。

【図 1 1】

図 9 に代わる他の構成を示す保護継電装置のブロック図である。

【図 1 2】

本発明の第 4 の実施の形態の説明に適用される保護継電装置のブロック図である。

【図 1 3】

インピーダンス平面上でリアクタンス特性を示す図である。

【図 1 4】

インピーダンス平面上でオーム特性を示す図である。

【図 1 5】

インピーダンス平面上でオフセットモー特性を示す図である。

【図 1 6】

モー特性の最大感度角と整定インピーダンスの関係を示す図である。

【図 1 7】



電流基準で表したモー特性を示す図である。

【図 1 8】

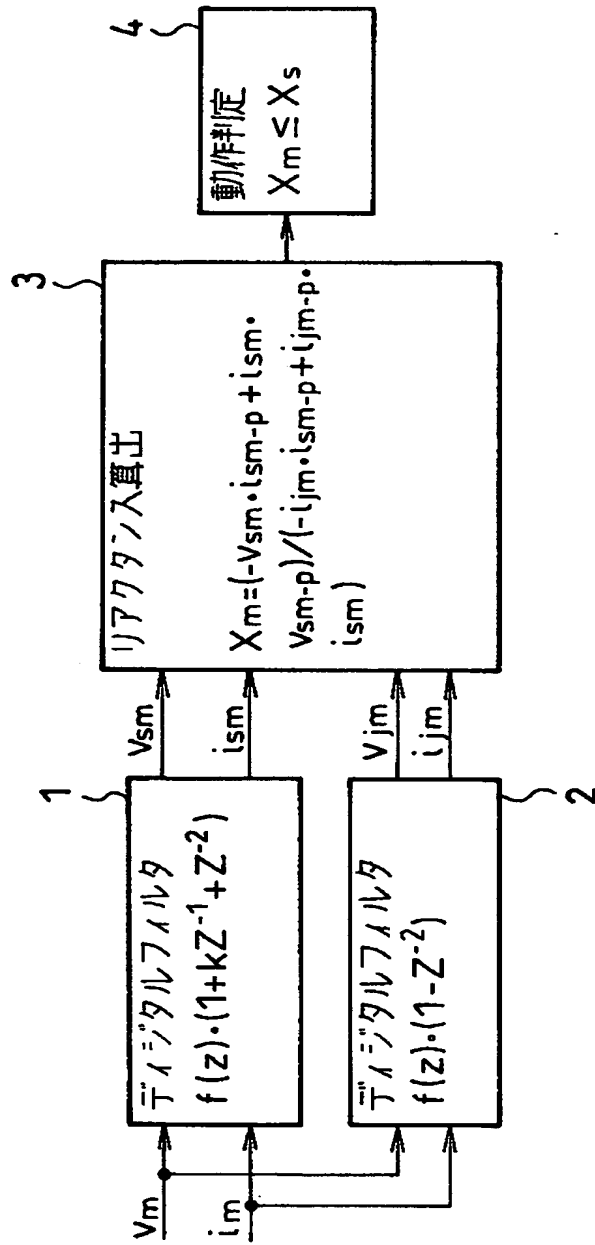
送電線路の電信方程式を説明する図である。

【符号の説明】

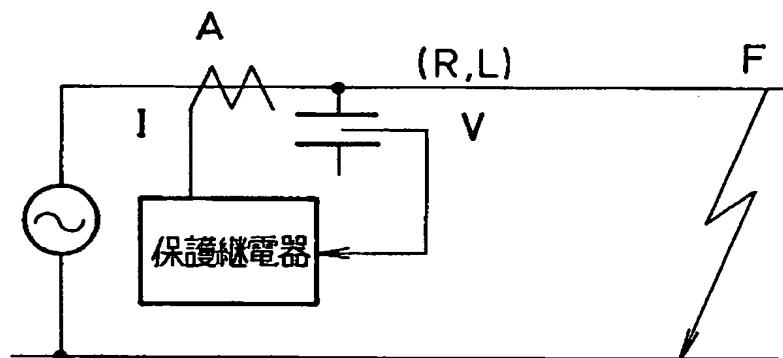
- 2 送電線
- 1 第 1 フィルタ手段
- 2 第 2 フィルタ手段
- 3 リアクタンス値算出手段
- 4, 6, 8, 10, 11, 13, 18 動作判定手段
- 5 動作抑制量算出手段
- 7 オーム値算出手段
- 9 動作抑制量算出手段
- 12, 14, 15 極性電圧値算出手段
- 16 充電電流補償量算出手段
- 17 送受信手段

【書類名】 図面

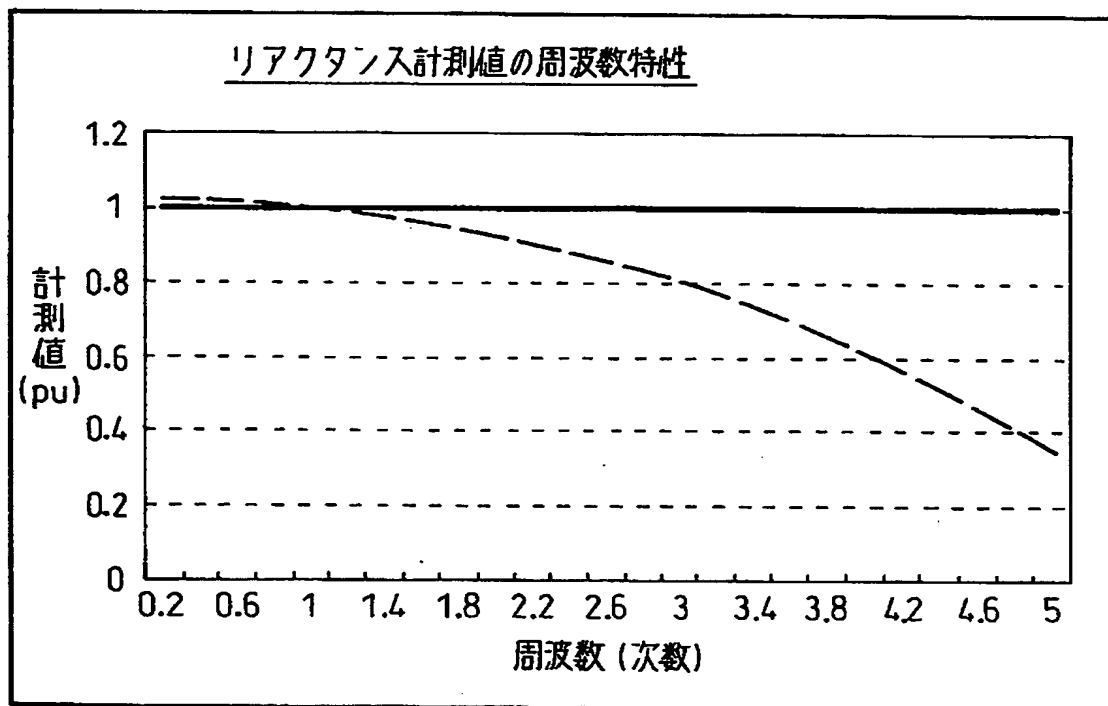
【図 1】



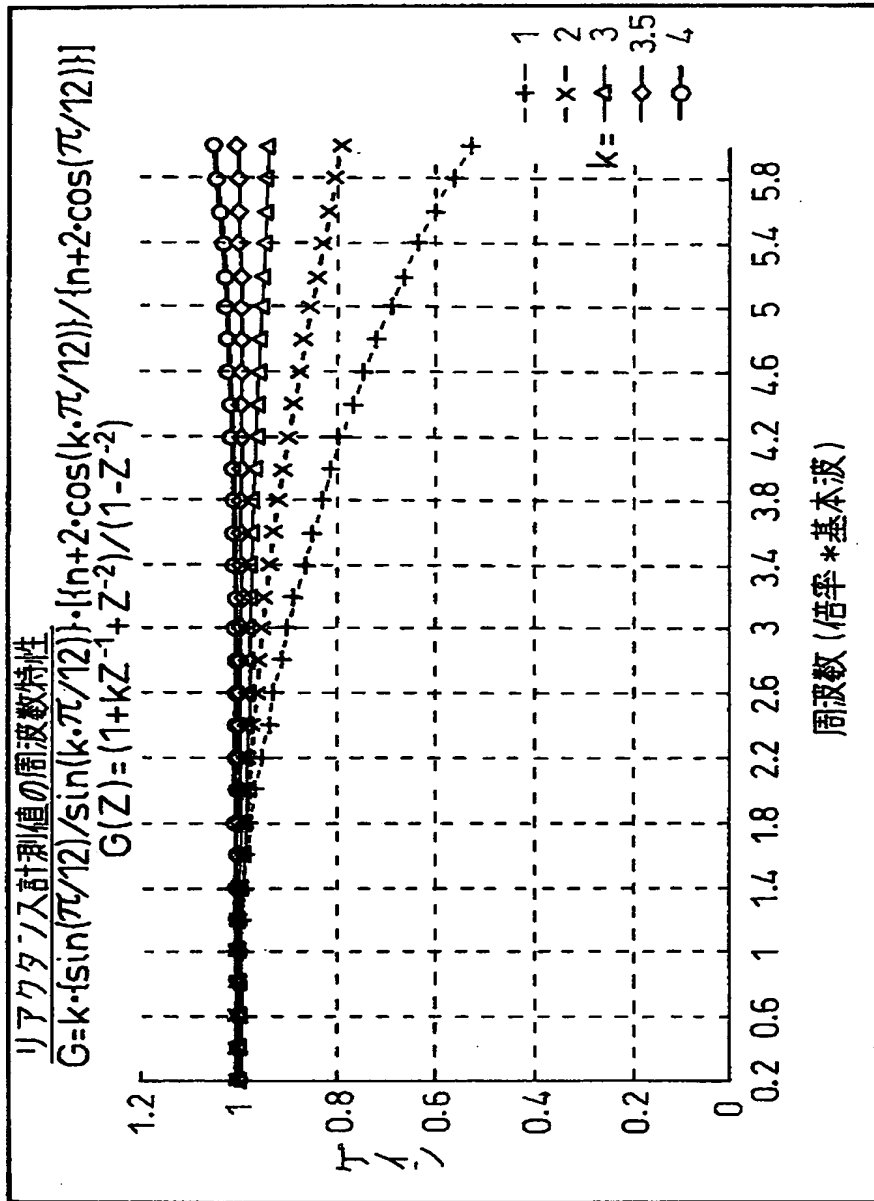
【図2】



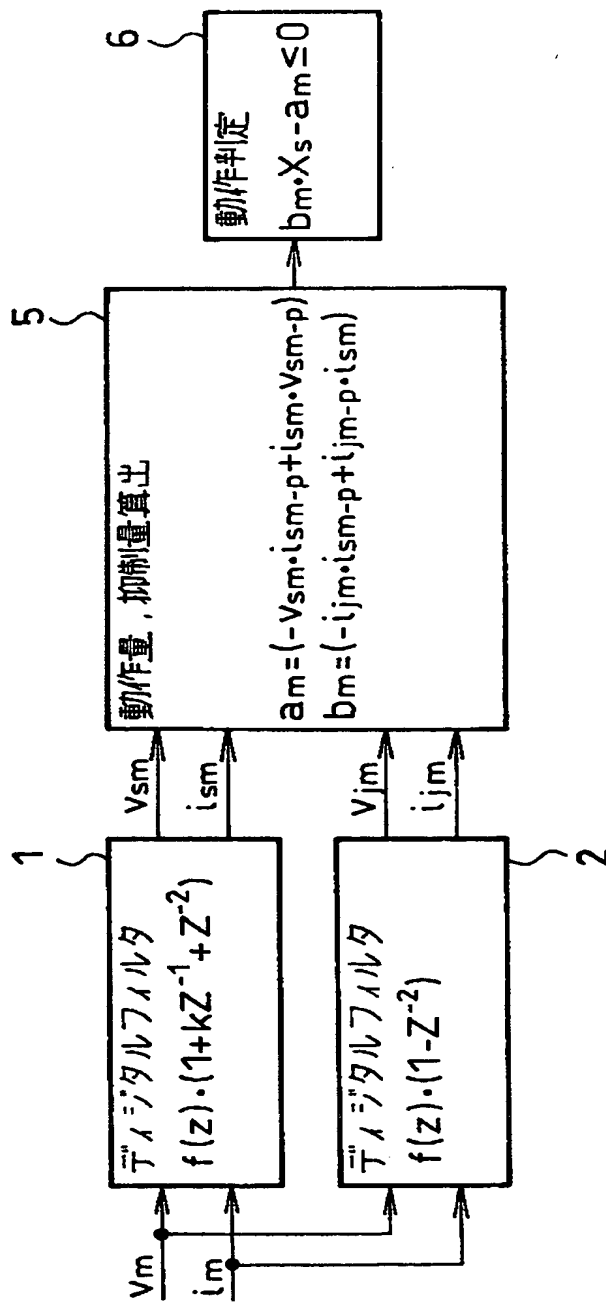
【図3】



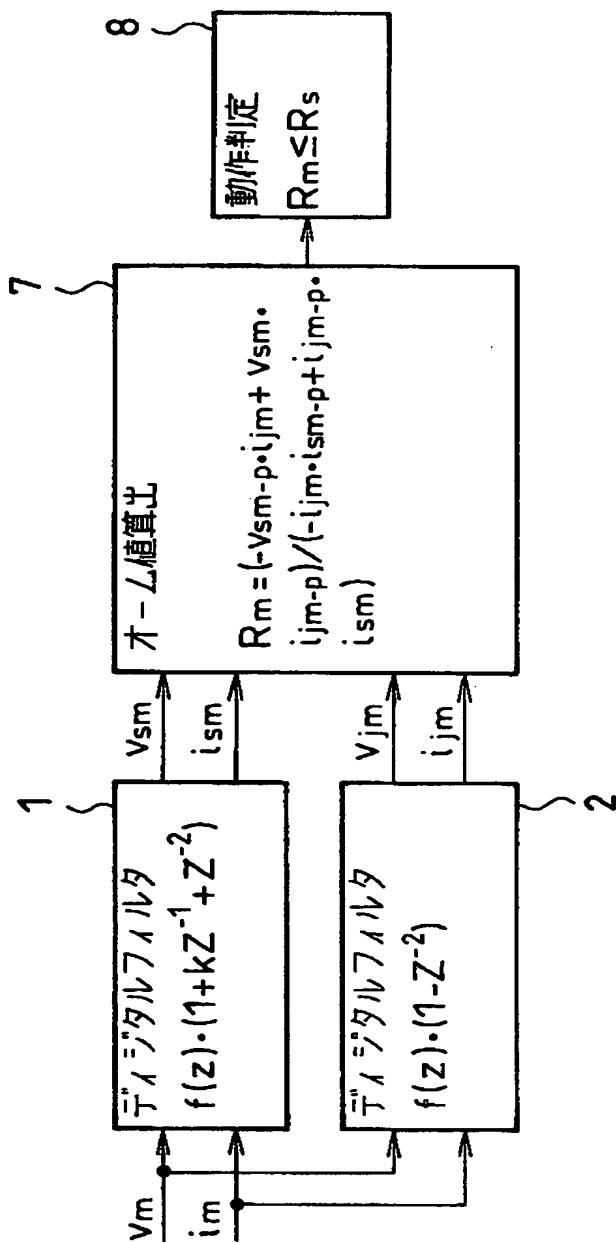
【図4】



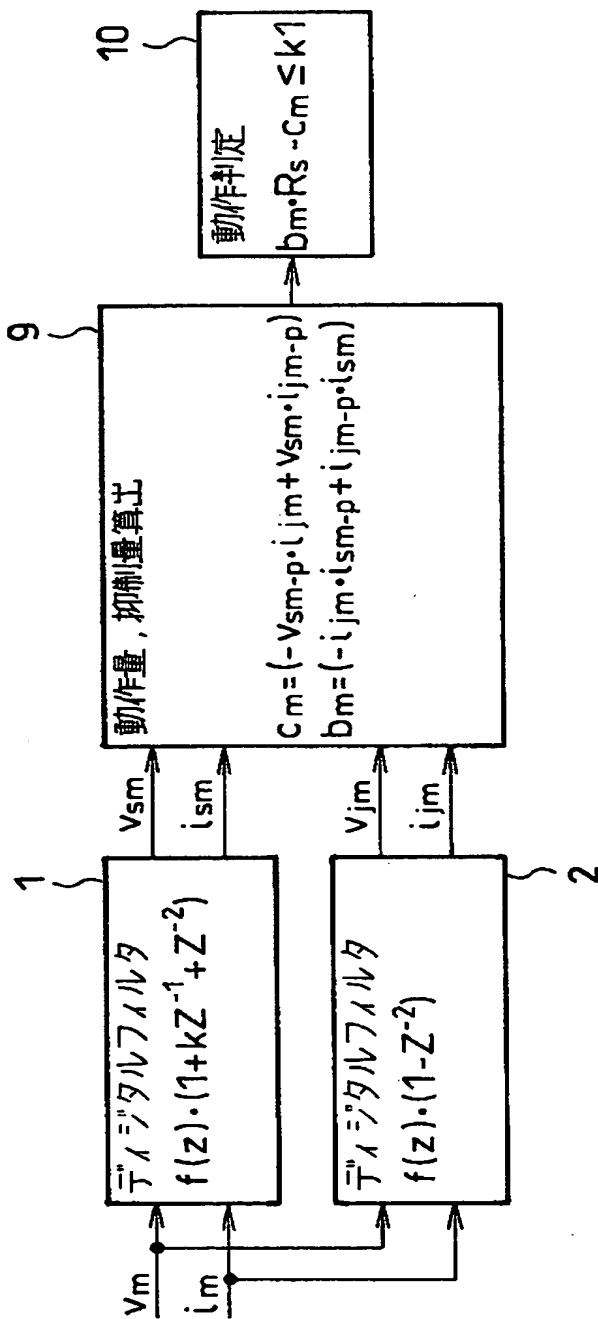
【図 5】



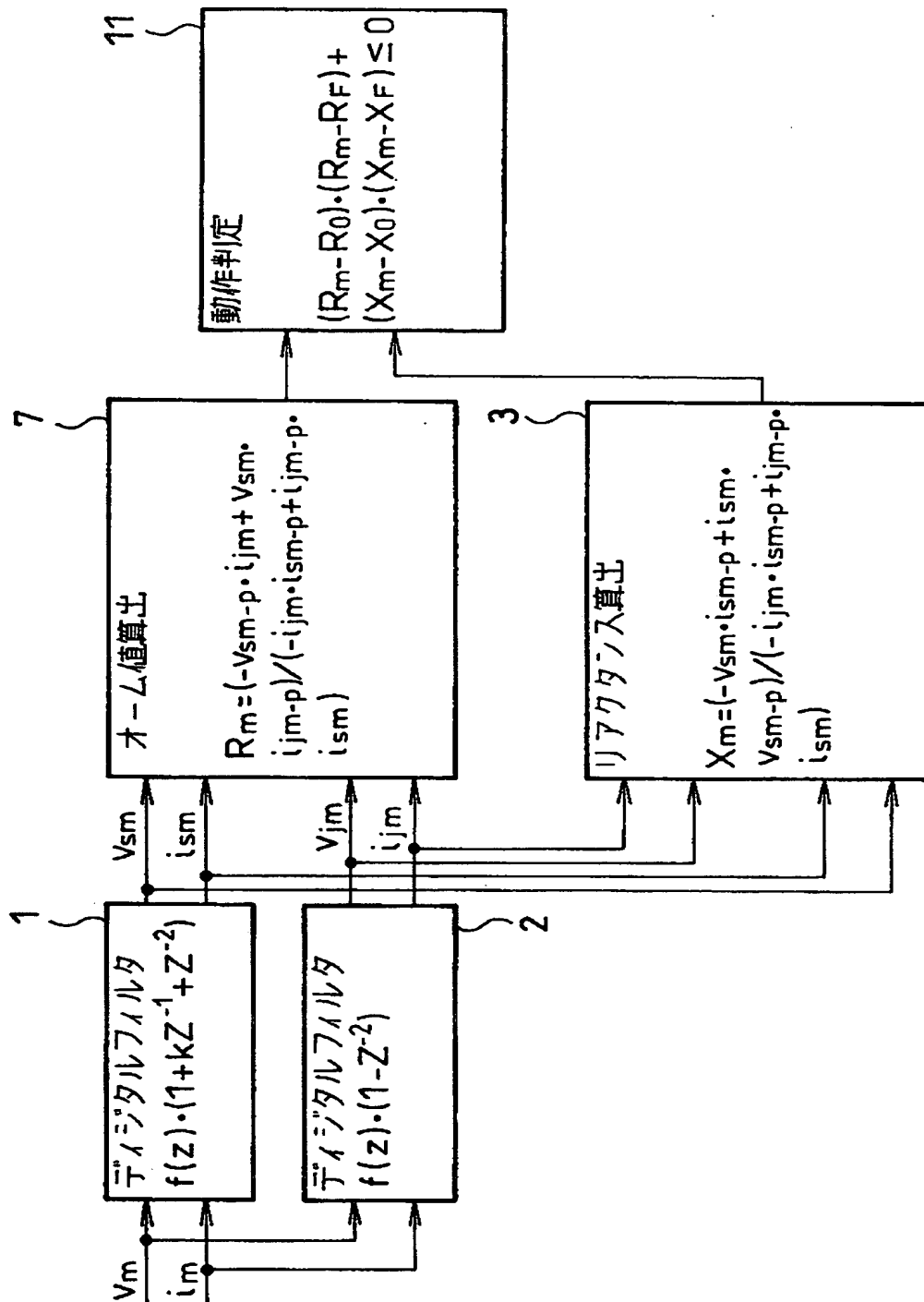
【図6】



【図7】

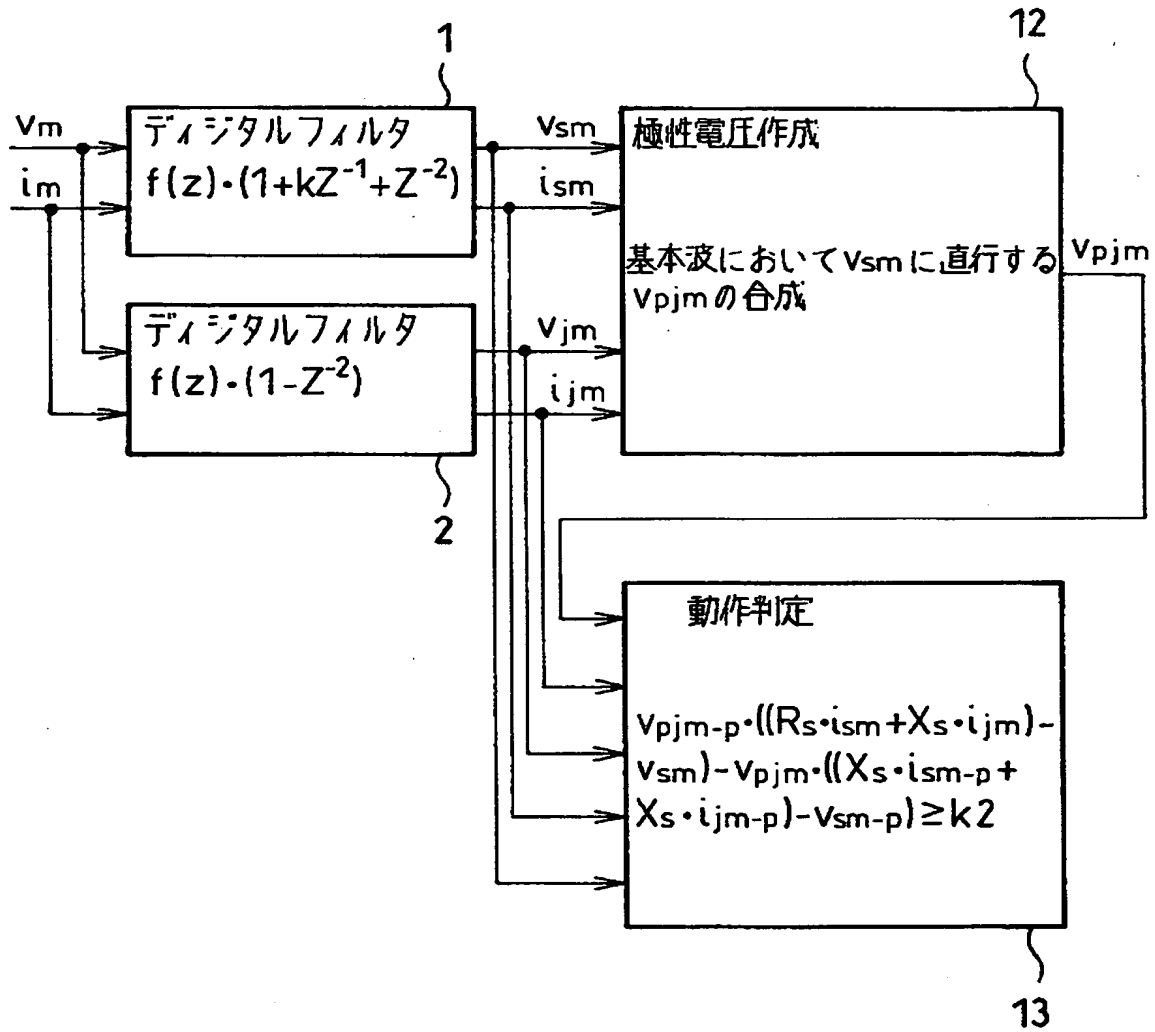


【図 8】

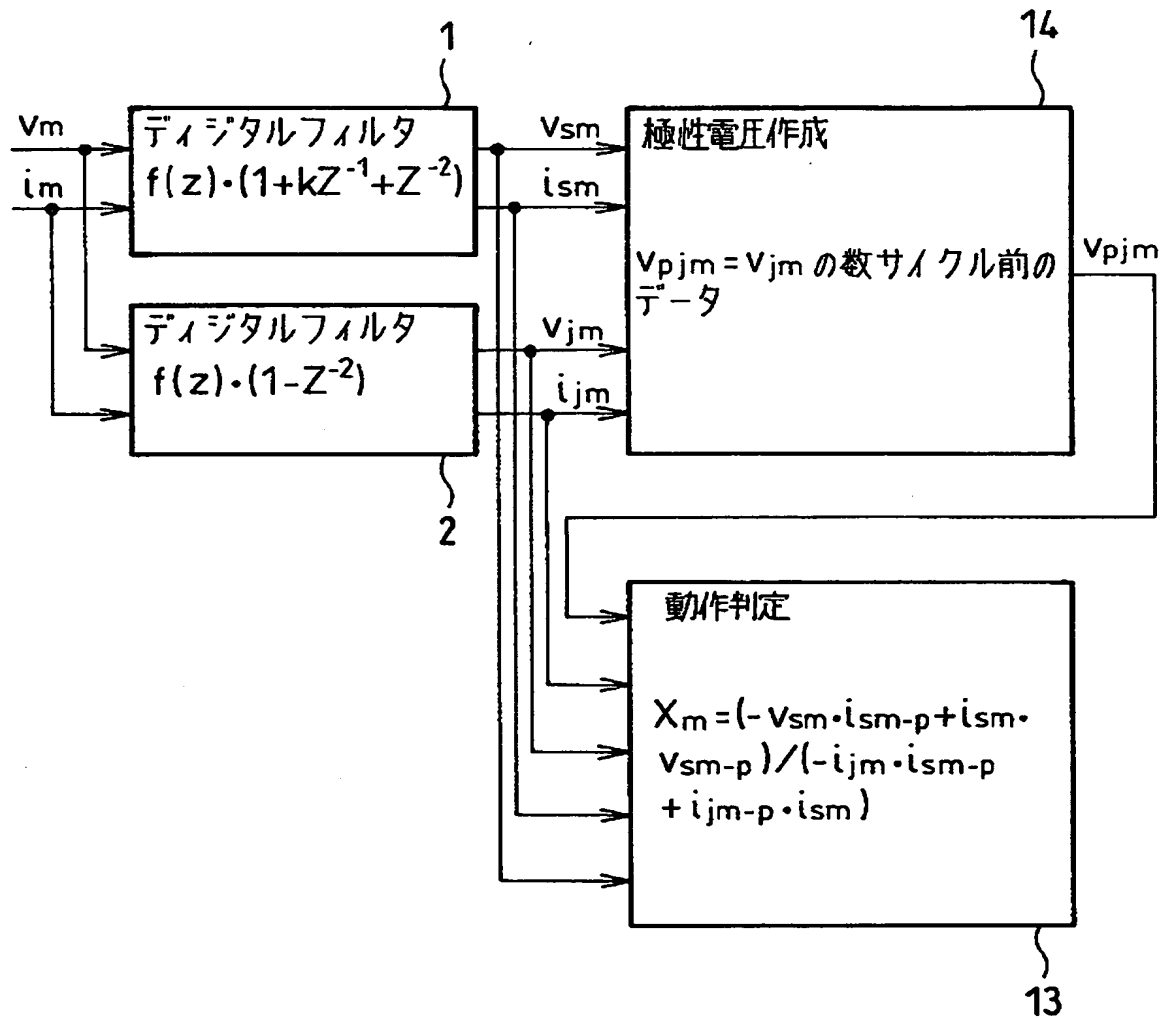




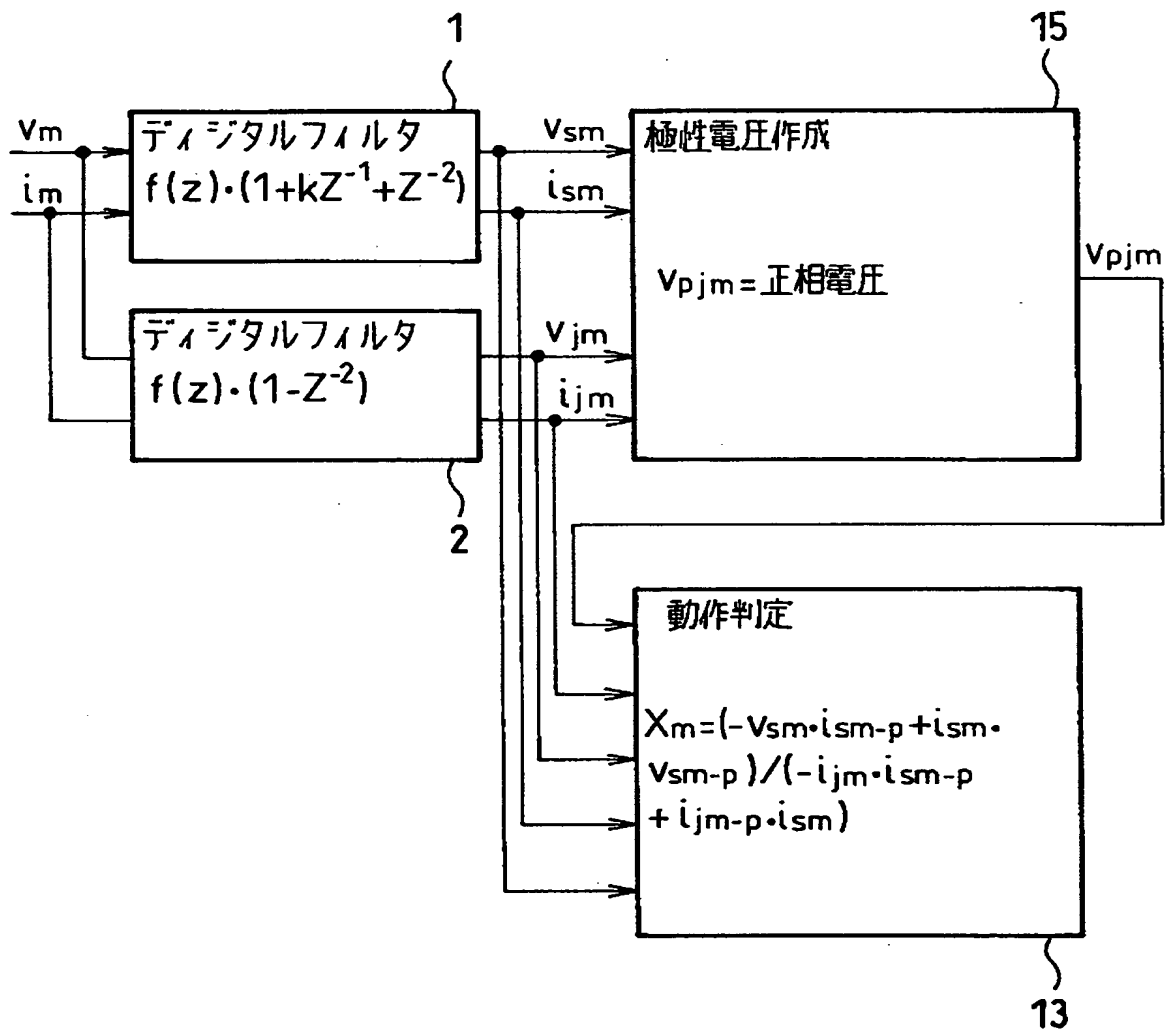
【図9】



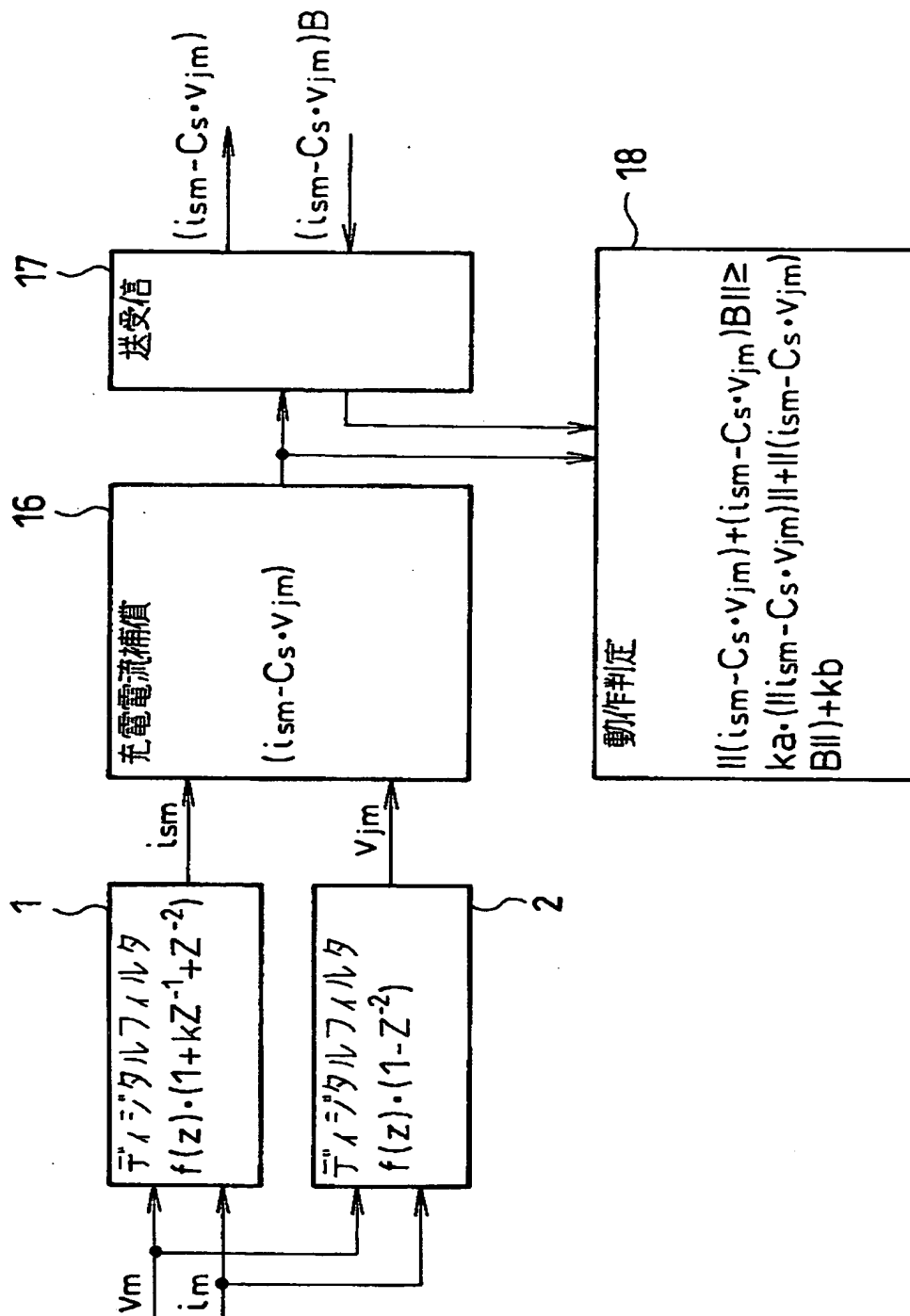
【図10】



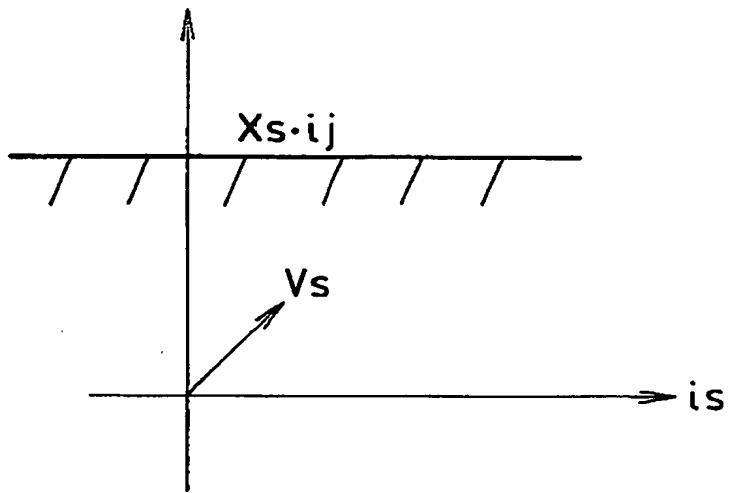
【図11】



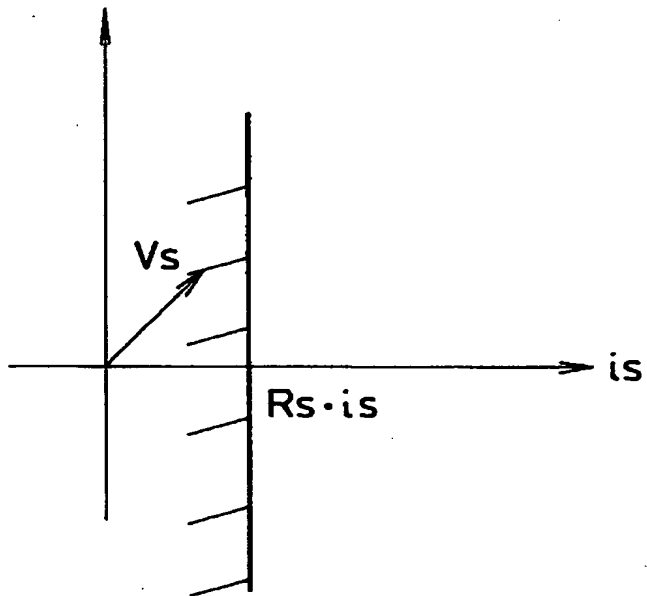
【図12】



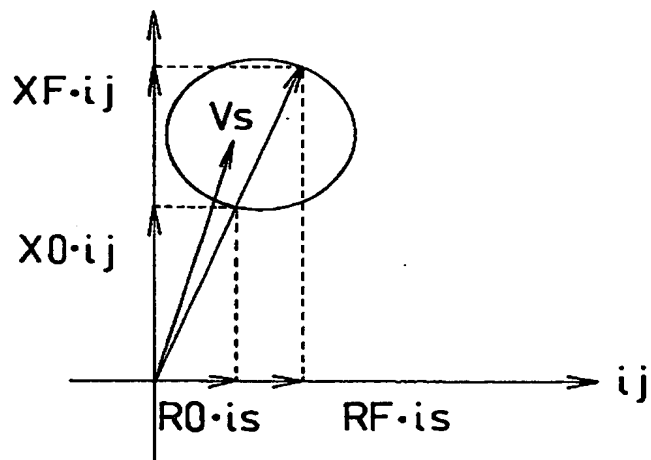
【図 13】



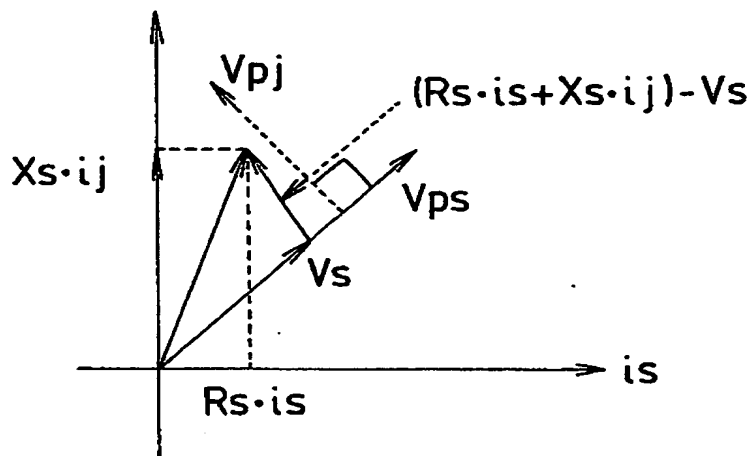
【図 14】



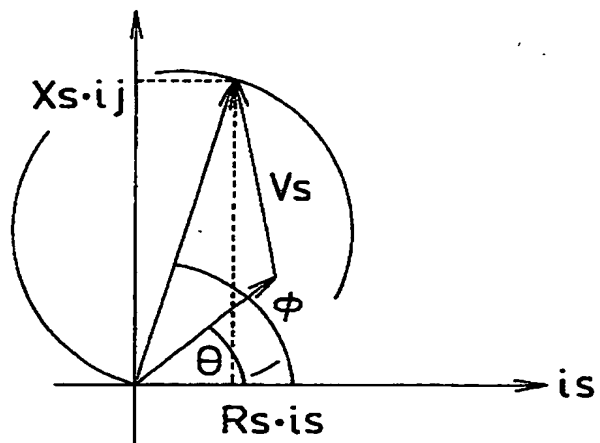
【図 15】



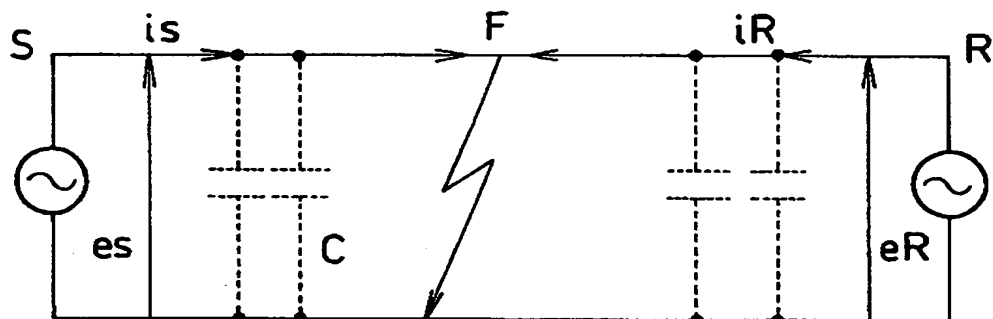
【図 16】



【図17】



【図18】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 系統の事故電圧、事故電流に含まれる高調波成分の影響を抑制する。

【解決手段】 系統の電圧  $v$ 、電流  $i$  のサンプリングデータ  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 + k \cdot Z^{-1} + Z^{-2})$  なるフィルタに入力し、電圧  $v_{sm}$ 、電流  $i_{sm}$  を出力する第1フィルタ手段1と、この  $v_m$ 、 $i_m$  を伝達関数  $f(Z) \cdot (1 - Z^{-2})$  なるフィルタに入力し、 $v_{sm}$  及び  $i_{sm}$  と直交する電圧  $v_{jm}$ 、電流  $i_{jm}$  を出力する第2フィルタ手段2と、時刻  $t_m$  での  $v_{sm}$ 、 $i_{sm}$ 、 $v_{jm}$ 、 $i_{jm}$  及び時刻  $t_{m-p}$  での  $v_{sm-p}$ 、 $i_{sm-p}$ 、 $v_{jm-p}$ 、 $i_{jm-p}$  からリアクタンス値  $X_m$  を算出するリアクタンス値算出手段3と、該リアクタンス値算出手段3で得られるリアクタンス値  $X_m$  と整定値  $X_s$  とから  $X_m \leq X_s$  の判断式に基づき動作判定を行う動作判定手段4とを設ける。

【選択図】 図1



出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000003078]

1. 変更年月日	1990年 8月22日
[変更理由]	新規登録
住 所	神奈川県川崎市幸区堀川町72番地
氏 名	株式会社東芝